

# Interferenzunterdrückung durch Verwendung intelligenter Antennen und Mehrnutzer-Signalverarbeitung in DS-CDMA Systemen

M. Joham, M. Hlawatschek, W. Utschick und J. A. Nossek  
Lehrstuhl für Netzwerktheorie und Signalverarbeitung,  
Technische Universität München  
Arcisstr. 21,  
D-80333 München  
Telefon: 089/289-28524  
Fax: 089/289-28504  
E-Mail: {mijo,mahl,wout,jono}@nws.ei.tum.de

## ZUSAMMENFASSUNG

In dieser Arbeit stellen wir einen neuen Ansatz zur Übertragung in der Abwärtsstrecke vor, der mithilfe intelligenter Antennen die Intrazell-Interferenz am Empfänger vollständig beseitigt. Unser neuer Algorithmus optimiert nicht die Gewichtung (Strahlformungsvektoren) der den verschiedenen Teilnehmern zugeordneten Sequenzen, sondern optimiert stattdessen direkt das über die Antennengruppe gesendete Signal. Diese Vorgehensweise gibt im Gegensatz zu Strahlformungsalgorithmen die Möglichkeit, die Intrazell-Interferenz am Empfängerausgang vollständig zu beseitigen, obwohl die Anzahl der Sendeantennen unter der Zahl der Teilnehmer im System liegt. Es wird der neue Algorithmus vorgestellt und mit bereits bekannten Ansätzen bezüglich der Bitfehlerhäufigkeit verglichen.

## I. EINFÜHRUNG

Um die Kapazität eines Mobilfunksystems in der Abwärtsstrecke zu erhöhen, können intelligente Antennen gewinnbringend eingesetzt werden [NPK94]. Der herkömmliche Ansatz, dies zu tun, ist die Verwendung von Strahlformung (z. B. [FN98, JUN99]).

Es wird ein *direct sequence code division multiple access* (DS-CDMA) System untersucht, dessen Eigenschaften dem Vorschlag des *European Telecommunications Standards Institute* (ETSI) für Systeme der dritten Generation entsprechen [3GP00], außer daß *Zeitduplex* (time division duplex, TDD) angenommen wird, somit erfolgt die Übertragung in der Auf- und Abwärtsstrecke in abwechselnden Zeitschlitzten aber im selben Frequenzband.

Da DS-CDMA Systeme sehr viele Teilnehmer erlauben, ist der Strahlformungsansatz mit einer wirtschaftlich vertretbaren Antennenanzahl an der Basisstation nicht anwendbar. Weiters sind DS-CDMA Systeme interferenzbegrenzt. Somit wird die Zahl der maximal bedienbaren Teilnehmer hauptsächlich durch Intrazell-Interferenz, also durch Signalanteile, die eigentlich für die anderen Teilnehmer in derselben Zelle gedacht waren, beschränkt.

Aus der Annahme eines TDD-Systems folgt, daß der Kanal für die Übertragung in der *Abwärtsstrecke* (Übertragung von der Basisstation zu den mobilen Teilnehmern) an der *Basisstation* (BS) bekannt ist, da die BS bereits beim Empfang in der Aufwärtsrichtung eine Schätzung durchführen mußte, um eine möglichst gute Signalerückgewinnung zu gewährleisten. Dieses Wissen über den Kanal kann zur Verbesserung der Übertragung in der Abwärtsstrecke und deshalb auch zur Steigerung der Systemkapazität eingesetzt werden. Zusätzlich haben die Signale in TDD-Systemen Blockstruktur, weshalb auch eine blockweise Signalverarbeitung angewendet werden kann. In dieser Arbeit wird eine perfekte Kanalschätzung der BS und der *Mobilstationen* (MS) angenommen, deshalb sind die Resultate als eine untere Grenze der *Bitfehlerhäufigkeit* (BER) ohne Codierung zu sehen.

Nachdem in Abschnitt II das Systemmodell und die zugrundeliegenden Annahmen erläutert werden, besprechen wir mehrere Standardalgorithmen und präsentieren unseren neuen Ansatz für Signalverarbeitung in der Abwärtsstrecke in Abschnitt III und Abschnitt IV enthält Simulationsergebnisse, die die gezeigten Algorithmen vergleichen.

## II. SYSTEMMODELL

### A. DS-CDMA Modulation

In einem DS-CDMA-System werden die QPSK-Symbole  $s_k^{(m)} \in \{e^{j\pi/4}, e^{j3\pi/4}, e^{-j3\pi/4}, e^{-j\pi/4}\}$  des  $k$ -ten Teilnehmers mit einem Spreizcode  $c_k^{(m)}(t)$  gespreizt. Somit ergibt sich für das resultierende DS-CDMA-Signal eines TDD-Blocks im äquivalenten Basisband

$$s_k(t) = \sum_{m=0}^{M_k-1} s_k^{(m)} c_k^{(m)}(t - mT_k), \quad (1)$$

wobei  $m$  die Symbolnummer,  $T_k$  die Symboldauer und  $M_k$  die Anzahl der Symbole pro TDD-Block des  $k$ -ten Teilnehmers darstellen. Der Spreizcode wird durch  $SF_k$

pulsgeformte Chips  $d_k^{(m)} \in \{-1, 1\}$  gebildet:

$$c_k^{(m)}(t) = \sum_{l=0}^{SF_k-1} d_k^{(m)}[l] p_{\text{rrc}}(t - lT_c). \quad (2)$$

Die Pulsform  $p_{\text{rrc}}(t)$  besitzt ein Wurzel-Kosinus-Spektrum mit einem Roll-off-Faktor  $\alpha = 0.22$  und  $T_c$  ist die Chipdauer, die über den Spreizfaktor mit der Symboldauer  $T_k = SF_k T_c$  zusammenhängt. Die Chips  $d_k^{(m)}[l]$  ergeben sich aus der Kombination eines *Walsh-Hadamard* Codes  $o_k[l]$  (siehe z. B. [Kam96]) und des Pseudo-Rauschens  $g[l]$  (Goldcode der Länge  $N_g$ , [Kam96]):

$$d_k^{(m)}[l] = o_k[l] g[(mSF_k + l) \bmod N_g], \quad (3)$$

wobei ‘mod’ die Modulo-Division bezeichnet.

### B. Kanalmodell

Das Basisbandsignal wird z. B. mit einem Strahlformungsvektor  $\mathbf{w}_k$  gewichtet, um die Basisbandsignale zu erhalten, die über die verschiedenen Antennen abgesendet werden sollen. Danach werden diese Signale in den Bandpaßbereich transformiert und über die Antennengruppe abgestrahlt. Der Empfänger, der nur mit einer Antenne ausgestattet sei, transformiert das empfangene Signal wieder in den äquivalenten Tiefpaßbereich, führt eine *Matched-Filterung* mit  $p_{\text{rrc}}(t)$  durch und tastet das erhaltene Signal im Chip-Takt ab. Der gesamte Übertragungsvorgang kann im äquivalenten Tiefpaßbereich beschrieben werden und man erhält in Matrix-Vektor-Notation:

$$\mathbf{r}_k = \mathbf{H}_k \mathbf{P} \mathbf{s} + \mathbf{n}_k \in \mathbb{C}^{N_c \times 1}. \quad (4)$$

Der Empfangsvektor  $\mathbf{r}_k$  des  $k$ -ten Mobilteilnehmers setzt sich aus dem über den Kanal  $\mathbf{H}_k$  gesendeten Signal und dem Rauschvektor  $\mathbf{n}_k$  mit der Kovarianzmatrix  $\sigma_k^2 \mathbf{1}_{N_c}$  zusammen, wobei  $\sigma_k^2$  die Varianz des Rauschens am  $k$ -ten Mobilteilnehmer und  $\mathbf{1}_N$  die  $N \times N$  Einheitsmatrix bezeichnen. Die Mehrnutzer-Signalverarbeitung mit intelligenten Antennen wird durch die Matrix  $\mathbf{P}$  repräsentiert, durch die die Abbildung der  $M = \sum_{k=1}^K M_k$  gewünschten Symbole

$$\mathbf{s} = [s_1^T, \dots, s_K^T]^T \in \mathbb{C}^M, \quad \mathbf{s}_k = [s_k^{(0)}, \dots, s_k^{(M_k-1)}]^T \quad (5)$$

auf das über die Antennen abgestrahlte Signal  $\mathbf{y} = \mathbf{P} \mathbf{s}$  symbolisiert wird. Die im Abschnitt III gezeigten Algorithmen unterscheiden sich nur durch die verwendete Matrix  $\mathbf{P}$ .

Die Block-Toeplitz-Kanalmatrix  $\mathbf{H}_k$  kann mithilfe der Selektionsmatrix

$$\mathbf{S}_{(L,M,N)} = [\mathbf{0}_{M \times L}, \mathbf{1}_M, \mathbf{0}_{M \times N-L}] \in \mathbb{R}^{M \times M+N} \quad (6)$$

mit der  $M \times L$  Nullmatrix  $\mathbf{0}_{M \times L}$  unter der Annahme von  $Q$  diskreten Ausbreitungsrichtungen, die durch den

zugehörigen Steuervektor  $\mathbf{a}_{k,q} \in \mathbb{C}^{N_a}$  für  $N_a$  Antennenelemente, den Pfadkoeffizienten  $h_{k,q}$  und die Pfadverzögerung  $l_{k,q}$  repräsentiert werden, wie folgt dargestellt werden:

$$\mathbf{H}_k = \sum_{q=1}^Q h_{k,q} \mathbf{S}_{(l_{k,q}, N_c, l_{\max})}^T \otimes \mathbf{a}_{k,q}^T \in \mathbb{C}^{N_c + l_{\max} \times N_a N_c}, \quad (7)$$

wobei  $(\bullet)^T$  die Transposition und ‘ $\otimes$ ’ das Kronecker-Produkt bezeichnen. Die Pfadkoeffizienten  $h_{k,q}$  seien komplexe, mittelwertsfreie, normalverteilte Zufallsvariablen mit  $E\{|h_{k,q}^2|^2\} = 1$  und die Einfallsrichtungen seien über  $[0, 2\pi)$  gleichverteilt, während die Zeitverzögerungen  $l_{k,q}$  über  $[0, l_{\max}]$  gleichverteilt seien. Die maximale Zeitverzögerung des Kanals (*delay spread*)  $l_{\max}$  und die Anzahl der Chips pro Datenblock  $N_c$  werden als bekannt angenommen.

### C. Reziprozität der Kanalparameter

Die meisten Algorithmen für adaptive Antennen basieren auf den Kanalparametern, die während des Empfangs in der Aufwärtsstrecke geschätzt wurden. In dieser Untersuchung wird nicht auf das Problem der Kanalschätzung eingegangen, weshalb wir eine *perfekte Kanalschätzung* voraussetzen. Folglich brauchen wir auch keine Unterscheidung zwischen den wirklichen und geschätzten Kanalparametern zu machen.

Für TDD-Systeme ist die *Kohärenzzeit* ein entscheidendes Kriterium für die Gültigkeit der Kanalparameter der Abwärtsstrecke [PP97, Pro95]. Wir nehmen an, daß die Blockdauer kurz gegenüber der Kohärenzzeit des Kanals ist, somit können die Kanalparameter nicht nur für die Dauer eines Blocks als konstant betrachtet werden, sondern die Kanalschätzung in der Abwärtsstrecke ist auch für die Aufwärtsstrecke gültig.

### D. Korrelationsempfänger

Um die Betrachtungen so simpel wie möglich zu gestalten, beschränken wir uns auf den einfachsten Empfänger für ein DS-CDMA-System, nämlich den Korrelationsempfänger. Dieser Empfänger führt keine Entzerrung durch, sondern entspricht nur das empfangene Signal und damit ergibt sich für das Detektionssignal

$$\mathbf{u}_k = \mathbf{D}_k^T \mathbf{r}_k \in \mathbb{C}^{M_k}, \quad (8)$$

wobei  $\mathbf{u}_k$  analog zu  $\mathbf{s}_k$  definiert sei und die Korrelationsoperation ist in der Matrix

$$\mathbf{D}_k = \mathbf{G}(\mathbf{1}_{M_k} \otimes \mathbf{o}_k) \in \mathbb{R}^{N_c \times M_k} \quad (9)$$

zu finden. Die Werte des BS-spezifischen Goldcodes  $g[l]$  werden als Elemente der Diagonalmatrix  $\mathbf{G}$  eingetragen und der MS-spezifische Walsh-Hadamard Code  $o_k[l]$  wird im Vektor

$$\mathbf{o}_k = [o_k[0], \dots, o_k[SF_k - 1]]^T, \in \mathbb{R}^{SF_k} \quad (10)$$

zusammengefaßt.

### III. ALGORITHMEN FÜR DIE ÜBERTRAGUNG IN DER ABWÄRTSSTRECKE

#### A. Konventionelle Strahlformung

In der konventionellen Strahlformung werden die Strahlformungsvektoren  $\mathbf{w}_k$  während eines kompletten TDD-Datenblocks konstant gehalten. Als Beispiele konventioneller Strahlformung zeigen wir Algorithmen, die verzerrungsfrei in die Sichtverbindungsrichtung (*Look-Direction*) abstrahlen.

Der einfachste Vertreter derartiger Algorithmen ist der *Simple-Look-Direction*-Ansatz (SLD), der nur die Information über die Richtung und Dämpfung des stärksten Pfades benötigt [JUN99, IU00]. Sei  $\mathbf{a}_k$  der Steuervektor des stärksten Pfades und  $\rho_k = |h_k|^2$  der zugehörige Leistungspfadkoeffizient, dann erhält man für den SLD Strahlformungsvektor

$$\mathbf{w}_k = \frac{\mathbf{a}_k}{\rho_k \|\mathbf{a}_k\|_2} \in \mathbb{C}^{N_a}. \quad (11)$$

Eine Weiterentwicklung von SLD folgt aus *Signal zu Interferenz und Rausch-Verhältnis* (SINR) Betrachtungen, wie sie bereits in [FN98] vorgestellt wurden. Der *Min-Norm Joint Look-Direction*-Ansatz (MNJLD, [IU00]) setzt die Richtung des Strahlformungsvektors auf die Richtung des Steuervektors des stärksten Pfades

$$\mathbf{w}_k = \sqrt{\beta_k} \mathbf{a}_k \in \mathbb{C}^{N_a}, \quad (12)$$

aber die Gewichtung  $\sqrt{\beta_k}$  wird über das benötigte SINR der Mobilteilnehmer eingestellt (siehe [IU00]).

Die Mehrnutzer-Signalverarbeitung kann für konventionelle Strahlformung wie folgt ausgedrückt werden:

$$\mathbf{P} = [\mathbf{W}_1 \mathbf{D}_1, \dots, \mathbf{W}_K \mathbf{D}_K] \in \mathbb{C}^{N_a N_c \times M}, \quad (13)$$

wobei man die Strahlformung in der Matrix

$$\mathbf{W}_k = \mathbf{1}_{N_c} \otimes \mathbf{w}_k \in \mathbb{C}^{N_a N_c \times N_c} \quad (14)$$

wiederfinden kann.

#### B. Symbolweise Strahlformung

Die symbolweise Strahlformung, die im Gegensatz zur konventionellen Strahlformung die Strahlformungsvektoren  $\mathbf{w}_k^{(m)}$  von Symbol zu Symbol verändert, ist insbesondere für DS-CDMA-Systeme, deren Spreizcodes  $c_k^{(m)}(t)$  sich mit dem Symbolindex  $m$  verändern, von Vorteil, da die Strahlformung an die veränderten Korrelationseigenschaften der Spreizcodes angepaßt wird [JUN99].

Für diese Art der Mehrnutzer-Signalverarbeitung ergibt sich dieselbe Matrix  $\mathbf{P}$  (siehe Gleichung 13), aber die Einträge der Block-Diagonalmatrix  $\mathbf{W}_k$  sind nicht konstant gleich  $\mathbf{w}_k$ , sondern sind gleich  $\mathbf{w}_k^{(m)}$  für das  $m + 1$ -te Block-Diagonalelement.

#### C. Pre-Rake Signalverarbeitung

Der Rake-Entzerrer, bei dem es sich um ein auf die Kombination von Kanal und Spreizung angepaßtes Matched-Filter handelt, wird in DS-CDMA-Systemen gerne eingesetzt. Der Pre-Rake-Ansatz [JN98] verschiebt diesen Entzerrer zum Sender und resultiert somit in einem einfachen Korrelationsempfänger beim Mobilteilnehmer. Die Ausgangssignale der einzelnen Matched-Filter werden aufaddiert und es ergibt sich folgende Mehrnutzer-Signalverarbeitung:

$$\mathbf{P} = [\gamma_1^{-1} \mathbf{H}_1^H \mathbf{D}_1, \dots, \gamma_K^{-1} \mathbf{H}_K^H \mathbf{D}_K] \in \mathbb{C}^{N_a N_c \times M}. \quad (15)$$

Die konjugiert komplexe Transposition wird durch  $(\bullet)^H$  symbolisiert und der Normalisierungsfaktor ergibt sich aus den Pfadkoeffizienten des Kanals:

$$\gamma_k = \sum_{q=1}^Q |h_{k,q}|^2. \quad (16)$$

#### D. Der neue Algorithmus

Der hier gezeigte neue Algorithmus für eine Antennengruppe an der BS ist die Verallgemeinerung des in [JU00] vorgestellten Verfahrens für eine BS mit einer einzigen Sendeantenne. Das über die Antennengruppe abgestrahlte Signal  $\mathbf{y}$  wird durch den Kanal und den Korrelator in das Detektionssignal

$$\mathbf{u}_k = \mathbf{D}_k^T \mathbf{H}_k \mathbf{y} = \mathbf{T}_k \mathbf{y} \in \mathbb{C}^{M_k} \quad (17)$$

übergeführt, falls das Rauschen  $\mathbf{n}_k$  vernachlässigt wird. Werden nun die Detektionssignale  $\mathbf{u}_k$  in einem Vektor  $\mathbf{u} = [\mathbf{u}_1^T, \dots, \mathbf{u}_K^T]^T$  zusammengefaßt, so ergibt sich eine kompakte Formulierung für die Detektionssignale

$$\mathbf{u} = \mathbf{T} \mathbf{y} \in \mathbb{C}^M, \quad (18)$$

bei der auch die Übertragungsmatrizen  $\mathbf{T}_k$  in einer Matrix  $\mathbf{T} = [\mathbf{T}_1^T, \dots, \mathbf{T}_K^T]^T$  eingetragen wurden. Für den *rauschfreien Fall* kann man eine fehlerfreie Übertragung erhalten, wenn man die Interferenz durch die Signale, die für die anderen Mobilteilnehmer gedacht waren, vollkommen unterdrückt, somit sollen die Detektionssignale  $\mathbf{u}_k$  exakt gleich den gewünschten Symbolen  $\mathbf{s}_k$  sein. Dies kann durch folgende Optimierung erreicht werden, die gleichzeitig die Sendeleistung minimiert:

$$\begin{aligned} \min \|\mathbf{y}\|_2^2 \\ \text{NB: } \mathbf{T} \mathbf{y} = \mathbf{s}. \end{aligned} \quad (19)$$

Die Lösung dieses Optimierungsproblems ist die Pseudo-Inverse von  $\mathbf{T}$ , somit ergibt sich für die Mehrnutzer-Signalverarbeitung

$$\mathbf{P} = \mathbf{T}^\dagger = \mathbf{T}^H (\mathbf{T} \mathbf{T}^H)^{-1} \in \mathbb{C}^{N_a N_c \times M}. \quad (20)$$

Da die Berechnung der Pseudo-Inversen in Gleichung (20) für lange TDD-Datenblöcke und mehrere Antennenelemente sehr aufwendig ist, schlagen wir den suboptimalen Weg vor, das Optimierungsproblem in Gleichung (19) in  $W$  Optimierungen zu zerteilen. Dazu werden die Übertragungsmatrizen  $\mathbf{T}_k$  in  $W^2$  Blöcke und

die Vektoren mit den gewünschten Symbolen  $\mathbf{s}_k$  in  $W$  Blöcke zerteilt:

$$\mathbf{T}_k = \begin{bmatrix} \mathbf{T}_{k,11} & \cdots & \mathbf{T}_{k,1W} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{T}_{k,W1} & \cdots & \mathbf{T}_{k,WW} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{s}_k = \begin{bmatrix} s_k^{(1)} \\ \vdots \\ s_k^{(W)} \end{bmatrix}. \quad (21)$$

Die Optimierung von Gleichung (19) wird für jedes Fenster  $w$  gesondert durchgeführt und es ergibt sich mit  $\mathbf{T}^{(w)} = [\mathbf{T}_{1,ww}^T, \dots, \mathbf{T}_{K,ww}^T]^T$  und  $\mathbf{s}^{(w)} = [s_1^{(w),T}, \dots, s_K^{(w),T}]^T$ :

$$\begin{aligned} \min & \|\mathbf{y}^{(w)}\|_2^2 \\ \text{NB: } & \mathbf{T}^{(w)}\mathbf{y}^{(w)} = \mathbf{s}^{(w)}. \end{aligned} \quad (22)$$

Da die Nebendiagonallblöcke der Matrix  $\mathbf{T}_k$  in Gleichung (21) ignoriert werden, wird das Übersprechen zwischen den benachbarten Fenstern vernachlässigt, somit kann erwartet werden, daß die Fähigkeit zur Interferenzunterdrückung mit steigender Fensterzahl  $W$  bzw. abnehmender Fensterlänge  $N_c/W$  schlechter wird. Für die suboptimale Mehrnutzer-Signalverarbeitung ergibt sich also

$$\mathbf{P} = [\mathbf{P}^{(1),T}, \dots, \mathbf{P}^{(W),T}]^T \text{ mit } \mathbf{P}^{(w)} = \mathbf{T}^{(w),\dagger} \mathbf{S}^{(w)}, \quad (23)$$

wobei die Matrix

$$\mathbf{S}^{(w)} = \begin{bmatrix} \mathbf{S}_{((w-1)M_1/W+1, M_1/W, M)} \\ \vdots \\ \mathbf{S}_{(M-M_K+(w-1)M_K/W+1, M_K/W, M)} \end{bmatrix} \quad (24)$$

die gewünschten Symbole des jeweiligen Fensters auswählt.

#### IV. SIMULATIONEN

Für die Simulationen wurde eine Basisstation mit einer ULA Antennengruppe mit  $N_a = 3$  Antennenelementen angenommen und die Übertragung zu den jeweiligen Mobilteilnehmern erfolgt über  $Q = 5$  Pfade. Die Pfade sind gleich stark, somit sind alle Pfadkoeffizienten  $h_{k,q}, k = 1, \dots, K, q = 1, \dots, Q$ , komplexe, mittelwertsfreie, normalverteilte Zufallsvariablen mit  $E\{|h_{k,q}|^2\} = 1$ . Zwei Szenarien wurden untersucht. In beiden Fällen wurde angenommen, daß alle Teilnehmer die selbe Datenrate übertragen, somit gilt, daß  $SF_k = SF, k = 1, \dots, K$ . Weiters ist beiden Szenarien gemeinsam, daß die maximale Anzahl an Mobilteilnehmern im System integriert ist, somit  $K = SF$ . Der Kanal wurde in jedem Simulationsdurchlauf neu ausgewürfelt und über einen TDD-Block konstant gehalten. Jeder TDD-Block umfaßt 100 Symbole und die dargestellten Graphen zeigen die Mittelung über alle Mobilteilnehmer und 1000 Simulationsdurchläufen. Tabelle 1 enthält die Parameter, in denen sich die beiden Szenarien unterscheiden.

Abbildung 1 zeigt den Vergleich des neuen Algorithmus' mit der symbolweisen Strahlformung. Die

	Szenario 1	Szenario 2
Spreizfaktor $SF$	4	16
mobile Teilnehmer $K$	4	16
max. Verzögerung $l_{\max}$	$80T_c$	$16T_c$

Tabelle 1: Simulationsparameter

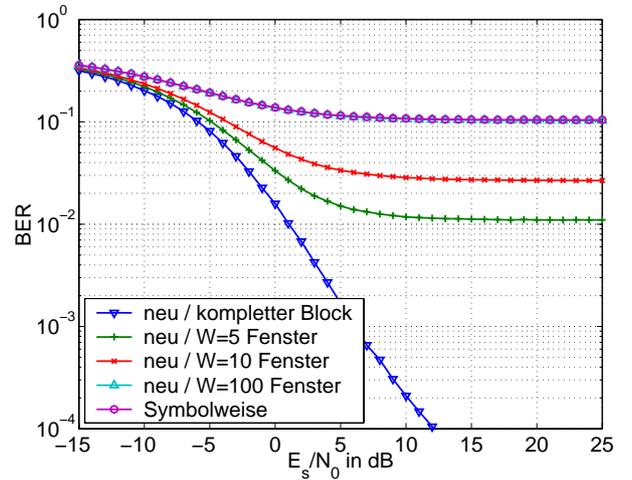


Abbildung 1: Szenario 1

Ausführung des neuen Ansatzes für den kompletten Datenblock entfernt die komplette Interferenz, weshalb der Fehler für kleine Rauschwerte gegen 0 strebt. Wie erwartet, sind die Ergebnisse für verringerte Fenstergrößen ( $W$  wird größer) immer stärker interferenzbegrenzt, weshalb die Bitfehlerhäufigkeit eine Sättigung zeigt. Der symbolweise Strahlformungsansatz führt für dieses Szenario zu keinem akzeptablen Ergebnis. Was man aber beobachten kann, ist, daß der neue Algorithmus für eine Fenstergröße von 1 ( $W = 100$ ) vollkommen äquivalent zur symbolweisen Strahlformung ist. Für das zweite Szenario (siehe Abbildung 3) erhalten wir ähnliche Ergebnisse, wobei in diesem Fall wegen der geringeren maximalen Verzögerung des Kanals schon mit kleineren Fenstergrößen zu befriedigenden Ergebnissen kommen.

Der Vergleich des neuen Ansatzes mit den konventionellen Strahlformungsalgorithmen fällt ähnlich aus wie der Vergleich mit der symbolweisen Strahlformung. Die Abbildung 2 zeigt, daß der neue Ansatz nur bei einer Fenstergröße von 1 ( $W = 100$ ) für das erste Szenario von den konventionellen Strahlformungsalgorithmen geschlagen wird, wogegen Abbildung 4 vor Augen führt, daß der neue Algorithmus immer besser ist als die konventionelle Strahlformung.

Es fällt auf, daß die Pre-Rake-Signalverarbeitung für große Rauschleistung alle anderen Verfahren übertrifft. Dies kann damit erklärt werden, daß dieser Ansatz für den rauschbegrenzten Fall die optimale Vorverarbeitung darstellt. Der neue Ansatz ignoriert den Einfluß des Rauschens, weshalb der Fehler für das neue Verfahren bei großem Rauschen höher ist.

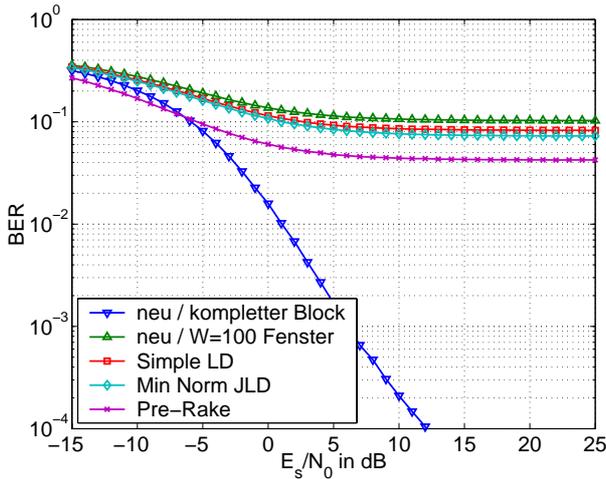


Abbildung 2: Szenario 1

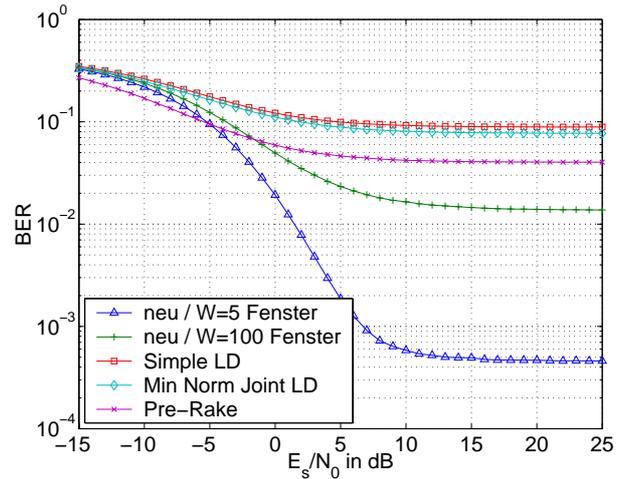


Abbildung 4: Szenario 2

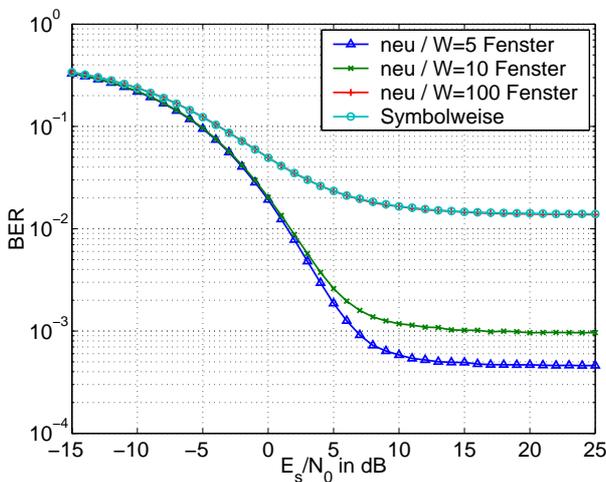


Abbildung 3: Szenario 2

## SCHLUSSWORT

In dieser Arbeit stellten wir einen neuen Algorithmus für die Verbindung in der Abwärtsstrecke vor, der mittels intelligenter Antennen am Detektorausgang des Empfängers die Interferenz durch die Signale der anderen Mobilteilnehmer beseitigt. Mittels Simulationen wurde dieser neue Algorithmus mit bekannten Ansätzen verglichen und es zeigte sich, daß das neue Verfahren den anderen Ansätzen überlegen war. Zukünftige Forschung wird sich damit beschäftigen, auch vorhandenes Rauschen zu berücksichtigen und die Annahme eines vollständig bekannten Kanals zu beseitigen.

## V. LITERATUR

[3GP00] 3rd Generation Partnership Project – 3GPP. Universal Mobile Telecommunications System (UMTS); Physical layer – General description. TS 125 201 V3.0.2, ETSI, <http://www.etsi.org>, March 2000.

[FN98] C. Farsakh and J. A. Nossek. Spatial Covariance Based Downlink Beamforming in an SDMA Mobile Radio System. *IEEE Transactions on Communications*, 46(11):1497–1506, November 1998.

[IU00] M. T. Ivrlač and W. Utschick. On Look-Direction Downlink-Beamforming in WCDMA. In *Proc. European Wireless 2000*, pages 37–41, September 2000.

[JN98] I. Jeong and M. Nakagawa. A Novel Transmission Diversity System in TDD-CDMA. *IEICE Transactions on Communications*, E81-B(7):1409–1416, July 1998.

[JU00] M. Joham and W. Utschick. Downlink Processing for Mitigation of Intracell Interference in DS-CDMA Systems. In *Proc. ISSSTA 2000*, volume 1, pages 15–19, September 2000.

[JUN99] M. Joham, W. Utschick, and J. A. Nossek. A Symbol Rate Multi-User Downlink Beamforming Approach for WCDMA. In *Proc. PIM-RC'99*, volume 2, pages 228–232, September 1999.

[Kam96] K. D. Kammeyer. *Nachrichtenübertragung*. B. G. Teubner, 1996.

[NPK94] A. F. Naguib, A. Paulraj, and T. Kailath. Performance of CDMA Cellular Networks with Base-Station Antenna Arrays: The Downlink. In *Proc. ICC'94*, volume 2, pages 795–799, May 1994.

[PP97] A. J. Paulraj and C. B. Papadias. Space-Time Processing for Wireless Communications. *IEEE Signal Processing Magazine*, 14(6):49–83, November 1997.

[Pro95] J. G. Proakis. *Digital Communications*. McGraw-Hill, Inc., 1995.